

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 03137871 A

(43) Date of publication of application: 12.06.91

(51) Int. Cl

**G11B 20/10**

**G11B 20/10**

(21) Application number: 01275291

(71) Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22) Date of filing: 23.10.89

(72) Inventor: UENO TAKAFUMI  
TAKI HIDEO  
NIKAIDO MASATAKA  
TSUJI SHIRO

(54) VARIABLE SPEED REPRODUCING DEVICE

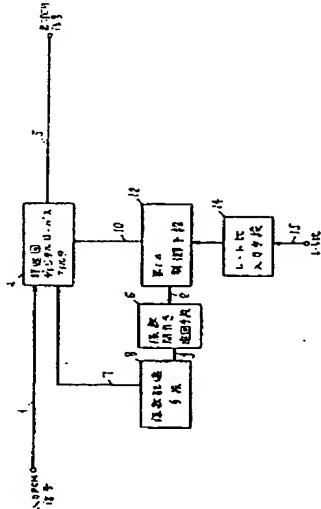
performed in superior sound quality.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1991,JPO&Japio

**PURPOSE:** To obtain the subject device, such as a digital tape recorder, etc., of high sound quality without waveform distortion by constituting a noncyclic type digital filter using a coefft. corresponding to each double speed.

**CONSTITUTION:** An input PCM signal 1 is added to the noncyclic type digital LPF 4, and is outputted as an output PCM signal 5. When a sampling rate ratio N/M 15 of the signals 1 and 5 is added via a rate ratio input means 14 to a control means 12, a coefft. selecting signal 2 is sent to a coefft. thinning-out cyclic means 6 by the means 12 based on the rate ratio 15, and an address signal 3 for specifying a coefft. is sent to a coefft. storage means 8. A coefft. 7 is generated by the means 8 from a coefft. table stored in advance and sent to the LPF 4. Convolution calculation of a cyclic K tap coefft. and an input PCM sample is executed by the LPF 4 according to a command of the means 12. By this method, at the time of low speed calculation, high-order interpolation can be carried out, and reproducing can be



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

⑯ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開  
⑯ 公開特許公報 (A) 平3-137871

⑯ Int. Cl. 5  
G 11 B 20/10

識別記号 庁内整理番号  
321 G 7923-5D  
A 7923-5D

⑬ 公開 平成3年(1991)6月12日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全8頁)

⑭ 発明の名称 可変速再生装置

⑯ 特 願 平1-275291  
⑯ 出 願 平1(1989)10月23日

⑰ 発明者 上野 孝文 大阪府門真市大字門真1006番地  
⑰ 発明者 滝 秀士 大阪府門真市大字門真1006番地  
⑰ 発明者 二階堂 正隆 大阪府門真市大字門真1006番地  
⑰ 発明者 辻 史郎 大阪府門真市大字門真1006番地  
⑯ 出願人 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地  
⑯ 代理人 弁理士 粟野 重孝 外1名

明細書

1. 発明の名称

可変速再生装置

2. 特許請求の範囲

(1) Kタップ (Kは正の整数) の非巡回形ディジタルローパスフィルタと、  
出力PCMサンプルのサンプリングレートと入力PCMサンプルのサンプリングレートとの比  $N/M$  ( $N, M$  は正の整数で  $N = 1, 2, \dots, M$ ) を入力するレート比入力手段と、

前記非巡回形ディジタルローパスフィルタのタップ数  $K$  と前記サンプリングレートの比  $N/M$  の分母  $M$  との積  $K \cdot M$  をタップ数とする非巡回形ディジタルローパスフィルタの係数群を記憶する係数記憶手段と、

前記サンプリングレートの比  $N/M$  に基づき前記タップ数  $K \cdot M$  の係数群から  $(M-1)$  個ずつ間引いた部分係数群を形成すると共に前記部分係数群を前記タップ数  $K \cdot M$  の係数群の中で  $(N-1)$  個おきに巡回させる係数間引き巡回手段と、

前記非巡回形ディジタルローパスフィルタと前記係数間引き巡回手段を制御する第1の制御手段を有する装置であって、

前記非巡回形ディジタルローパスフィルタは前記巡回されたKタップの係数と前記入力PCMサンプルとのたたみ込み演算を行うことを特徴とする可変速再生装置。

(2) 第1の制御手段に代えて、割り込み信号を受けてから非巡回形ディジタルローパスフィルタと係数間引き巡回手段を制御する第2の制御手段を用い、かつ、出力PCMサンプルのサンプリングレートを一定とするとともに、前記出力PCMサンプルのサンプリング周波数毎に前記第2の制御手段に割り込みをかける割り込み制御手段を設け、上記割り込み毎に前記非巡回形ディジタルローパスフィルタは巡回されたKタップの係数と入力PCMサンプルとのたたみ込み演算を行いPCMサンプルを出力することを特徴とする可変速再生装置。

3. 発明の詳細な説明

## 産業上の利用分野

本発明は、ディジタルテープレコーダ等の記録再生装置に関するものである。

## 従来の技術

従来、テープレコーダにおいては、編集時、低速度再生することにより記録されている音声の立ち上がりを確認し、編集点を変更する方法が通常行われている。しかしながら、ディジタルテープレコーダ等のディジタル音声再生装置においては、標準化周波数(以下、サンプリング周波数と呼ぶ。)として48kHz, 44.1kHzあるいは32kHz等を用い、サンプリング周波数毎にPCMサンプルを入出力している。従って、低速再生する場合、再生されるサンプリングレートが低くなり、低周波成分が再生されノイズ成分となる。これを解決するための従来例を第6図及び第7図に示す。

第6図は、ダイアルの回転速度に応じてPCM音声の再生速度を変化させる装置の構成を示すブロック図、第7図は、PCM信号とタイミング信号との関係を示す波形図である。入力PCM信号

お、情報64は(1)式のDに相当する。この情報64は加算手段74に加えられる。加算手段74は情報64のJ倍(Jは正整数)の信号を発生する。加算手段74の出力65は乗算手段59に加えられ、差信号58と乗算される。この操作により、入力PCM信号を直線補間するための差分、すなわち(1)式の(B-A)・D・Jが得られる。乗算手段59の出力68はラッチ手段54の出力55、すなわち(1)式のAとともに加算手段67に加えられ、(1)式のCに相当する出力PCM信号68を得る。以上の説明から分かるように、上記従来例では直線補間を行っていることになる。

低速再生時の入力PCMサンプルを第7図の16a~18cで表し、入力信号波形を17とする。上記の説明で明らかのように、補間波形は直線71で表され、補間サンプルは補間波形71上の各点すなわち72a~72cとなる。明らかに大きな波形ひずみが生ずることがわかる。

## 発明が解決しようとする課題

しかしながら上記従来例の構成では、低速再生

のレベルをA、Bとし、Dを定数とすると、補間出力Cは、

$$C = A + (B - A) \cdot D \cdot j \quad \dots (1)$$

但し、 $j = 1 \sim N$

と表される。

第6図において、ダイアルの回転速度に応じた回転パルス57により入力PCM信号1はラッチ手段52にラッチされ、ラッチ手段52の出力53はラッチ手段54に加えられ、回転パルス57によりラッチされる。ラッチ手段52, 54の出力53, 55は、回転パルス57の1周期分だけずれた入力PCM信号を与える。ラッチ手段52, 54の出力53, 55は減算手段56に加えられ、減算によって得られた差信号58は乗算手段59に加えられる。この差信号58は式(1)の(B-A)に相当する。一方、カウンタ60において、回転パルス57の周期73(第7図参照)はマスタクロック72によってカウントされ、カウンタ60の出力62はROM63に加えられる。ROM63は周期73に反比例した情報64を発生する。な

時の再生信号から直線補間によって補間サンプルを得ているため、補間波形71は入力信号波形17と大きく異なる結果、波形ひずみが大きく音質が悪いという問題点があった。

本発明は上記問題点に鑑み、各倍速に対応する係数を用いた非巡回ディジタルフィルタを構成することにより、波形ひずみの少ない高音質の可变速再生装置を提供することを目的とする。

## 課題を解決するための手段

上記目的を達成するために、本発明の可变速再生装置は、K(Kは正の整数)タップの非巡回形ディジタルローパスフィルタと、出力PCMサンプルのサンプリングレートと入力PCMサンプルのサンプリングレートとの比N/M(N, Mは正の整数でN=1, 2, ..., M)を入力する手段と、非巡回形ディジタルローパスフィルタのタップ数Kとサンプリングレートの比N/Mの分母Mとの積K・Mをタップ数とする非巡回形ディジタルローパスフィルタの係数群を記憶する手段と、サンプリングレートの比N/Mに基づきタップ数K・Mの係

数群から  $(M-1)$  個ずつ間引いた部分係数群を形成するとともに部分係数群をタップ数  $K \cdot M$  の係数群の中で  $(N-1)$  個おきに巡回させる係数間引き巡回手段と、非巡回形ディジタルローパスフィルタと係数間引き巡回手段を制御する第1の制御手段を有する装置であって、非巡回形ディジタルローパスフィルタは巡回された  $K$  タップの係数と入力 PCM サンプルとのたたみ込み演算を行うものである。

また、第1の制御手段に代えて、割り込み信号を受けてから非巡回形ディジタルローパスフィルタと係数間引き巡回手段を制御する第2の制御手段を用い、かつ、出力 PCM サンプルのサンプリングレートを一定とするとともに、出力 PCM サンプルのサンプリング周波数毎に第2の制御手段に割り込みをかける割り込み制御手段を設け、割り込み毎に非巡回形ディジタルローパスフィルタは巡回された  $K$  タップの係数と入力 PCM サンプルとのたたみ込み演算を行い PCM サンプルを出力するものである。

速再生装置の構成を示すブロック図である。

第1図において、入力 PCM 信号 1 は、非巡回形ディジタルローパスフィルタ(たたみ込み演算手段)4 に加えられ、ここで非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 の係数 7 とのたたみ込み演算が行われ、出力信号 5 を得る。外部から加えられる入力 PCM 信号のサンプリングレートと出力 PCM 信号のサンプリングレートとの比を  $N/M$  とする。但し、低速再生であるので  $N = 1, 2, \dots, M$  であり、出力サンプリングレートが入力サンプリングレートより高いものとする。ここでは、一例として  $3/15$  倍速の場合について説明する。この場合、レート比  $1/5$  ( $N/M = 3/15$ ) は、レート比入力手段 1/4 を経由して第1の制御手段 1/2 に加えられる。非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 がローパスフィルタを構成して補間機能を果たすには、非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 の係数 7 が必要である。この目的に用いられる係数 7 は、以下のようにして生成される。係数 7 は係数記憶手段 8 に記憶されている。係数記憶

## 作用

本発明は、上記した構成によって、可変速再生時入力 PCM サンプルのサンプリングレートが出力 PCM サンプルのサンプリングレートより低い、すなわち低速再生時において、非巡回形ディジタルローパスフィルタのタップ数  $K$  とサンプリングレートの比  $N/M$  の分母  $M$  との積  $K \cdot M$  をタップ数とする非巡回形ディジタルローパスフィルタの係数群から  $(M-1)$  個ずつ間引いた部分係数群と入力 PCM サンプルとのたたみ込み演算を行うことにより高次の補間を行うことが可能である。

また、サンプリングレートの比  $N/M$  に基づき部分係数群をタップ数  $K \cdot M$  の係数群の中で  $(N-1)$  個おきに巡回させて非巡回形ディジタルローパスフィルタの係数を可変することが可能である。

また、出力 PCM サンプルの割り込み要求によじたたら込み演算を行うことにより、たたみ込み演算の時間管理を容易にすることが可能である。

## 実施例

第1図は、本発明の第1の実施例における可変

手段 8 は、例えば、読み出し専用メモリ(以下、ROM と呼ぶ。)によって構成されている。第1の制御手段 1/2 はレート比  $1/5$  に基づいて第1の係数選択信号 2 を係数間引き巡回手段 6 に送り、係数間引き巡回手段 6 は選択する係数を指定するアドレス信号 3 を係数記憶手段 8 に送る。係数記憶手段 8 は係数 7 を非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 に送る。非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 は、第1の制御手段 1/2 からの指令によりたたみ込み演算を実行する。

入力 PCM サンプルを  $X(k)$  ( $k = 0 \sim k_{max}$ ) とし、係数を  $H(k)$  ( $k = 0 \sim k_{max}$ ) とすると、出力  $Y(i)$  は次式に示すたたみ込み演算によって表される。

$$Y(i) = H(k) \cdot X(k) \quad \dots (2)$$

(2)式は、非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 によって実行される。

ここで、非巡回形ディジタルローパスフィルタ 4 のタップ数について考えてみる。一般に、ディジタルフィルタ通過後の信号対雑音比(以下、S/

$N$ と呼ぶ。)はタップ数に依存する。例えば、 $S/N$ を60dBとすると、数10タップが必要であることがシミュレーションから分っている。ここでは、このタップ数を60とする。

さて、補間フィルタを構成する場合のタップ数について考えてみる。最低再生速度を $1/15$ 倍速とすると、入力PCMサンプル1個から14個の補間サンプルを生成する必要がある。従って、係数の数として、

$$60 \text{ タップ} \times 15 = 900 \text{ タップ}$$

が必要となる。すなわち、900タップの非巡回形ディジタルローバスフィルタの係数が必要となる。この係数テーブルを第1表に示す。

第1表において、縦方向は、テーブルの面数を表し、この場合 $i = 0 \sim 14$ の15面である。横方向は、非巡回形ディジタルローバスフィルタ4のタップ数であり、この場合0～59の60タップである。また、 $H(0) \sim H(899)$ は各係数を表す。各倍速で用いる部分係数群は、 $H(0) \sim H(899)$ の係数群から $M - 1 = 14$ だけ間引いて

D:  $H(9), H(24), \dots, H(894)$

E:  $H(12), H(27), \dots, H(897)$

の5組となる。式(2)において、各 $i$ に対して(A)～(E)の各係数を用いればよい。すなわち、非巡回形ディジタルローバスフィルタ4は係数として $i = 0, 3, 6, 9, 12$ の各テーブル面を用いればよい。第1表に示す係数テーブルは、第1図の係数記憶手段8に記憶される。

第2図は、 $3/15$ 倍速での再生を示している。第2図において、入力PCMサンプルを18a～18cで示し、入力信号波形を17とする。1個の入力サンプル例えば18aに対し、(A)～(E)の部分係数群を用いた、たたみ込み演算を行うことにより、補間サンプルは入力サンプルも含めて18a～18eが生成される。この場合補間サンプル18aは入力サンプル18aと同一である。このとき補間波形は19で表され、高次補間ににより入力信号波形17と大差なく、従って、波形ひずみは少ないので優れた音質が再生される。

第3図に本実施例の概略のフローチャートを示

得られる。

第1表

タップ次数 → 0 1 4 5 9

$i = 0$	$H(0)$	$H(15)$		$H(885)$
$i = 1$	$H(1)$	$H(16)$		$H(886)$
$i = 2$	$H(2)$	$H(17)$		$H(887)$
$i = 3$	$H(3)$	$H(18)$		$H(888)$
15 面 の 係 数 ↓	•	•	•	•
$i = 14$	$H(14)$	$H(29)$		$H(899)$

すなわち、 $H(0), H(15), \dots, H(885)$ 等である。さらに、ここでは $3/15$ 倍速であるから、部分係数群を $N - 1 = 2$ 個おきに $H(0) \sim H(899)$ の係数群の中で巡回させることにより部分係数群の全体が得られる。

A:  $H(0), H(15), \dots, H(885)$

B:  $H(3), H(18), \dots, H(888)$

C:  $H(6), H(21), \dots, H(891)$

す。第3図において、ステップ1では $i$ が15以下かどうか判断し、15以下であればステップ2のたたみ込み演算に進む。ステップ2では、上述した係数テーブルの制御により(2)式で示される $Y(i)$ を計算する。次に、ステップ3に進み、 $Y(i)$ を出力する。ステップ4では $i$ を3だけ増加させステップ1に戻る。もし、ステップ1において、 $i$ が15以上であればステップ5へ進み、次のPCMサンプルを読み込んだ後ステップ6で $i$ から15を引いてステップ2へ進む。

第4図は、本発明の第2の実施例を示すプロック図である。

第4図において、1～8, 10, 14～15は第1図と同一構成要素である。21はサンプリング周波数と同一の周波数を有するサンプリング周波数信号であり、割り込み制御手段20はサンプリング周波数信号21により割り込み信号22を発生させ、第2の制御手段23に供給する。第2の制御手段は割り込み信号22を受け取ると、非巡回形ディジタルローバスフィルタ4と係数間引

き巡回手段 6 に対して指令 10, 2 を与える。

この制御を第 5 図のフローチャートに示す。

第 5 図において、ステップ 1～ステップ 6 は第 3 図と同一フローである。ステップ 7 はサンプリング周波数毎の割り込みを受信するまで待つループである。

#### 発明の効果

以上説明したように、非巡回形ディジタルローパスフィルタと、レート比入力手段と、係数記憶手段と、係数間引き巡回手段と、第 1 の制御手段とを有する装置であって、非巡回形ディジタルローパスフィルタは巡回された K タップの係数と入力 PCM サンプルとのたたみ込み演算を行うことによって、可变速再生時、再生サンプリングレートが output サンプリングレートより低い場合すなわち低速再生時において、高次の補間を行うことができ、優れた音質で再生することが可能となる。

また、第 1 の制御手段に代えて第 2 の制御手段を有し、かつ、割り込み制御手段を有する装置であって、割り込み毎に非巡回形ディジタルローパ

スフィルタは巡回された K タップの係数と入力 PCM サンプルとのたたみ込み演算を行い、次の割り込みの前に PCM サンプルを出力することによって、可变速再生時において優れた音質で再生することが可能となり、さらに、PCM サンプルの出力及びたたみ込み演算の時間管理を容易にすることが可能である。

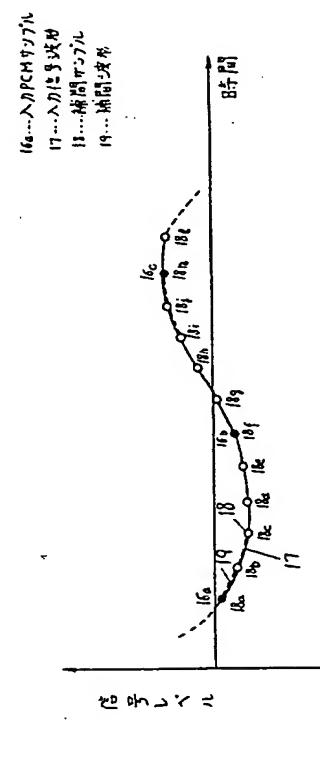
#### 4. 図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の第 1 の実施例における可变速再生装置の構成を示すブロック図、第 2 図は本発明の第 1 の実施例における補間の様子を示す波形図、第 3 図は本発明の第 1 の実施例におけるフローチャート、第 4 図は本発明の第 2 の実施例における可变速再生装置の構成を示すブロック図、第 5 図は本発明の第 2 の実施例におけるフローチャート、第 6 図は従来の可变速再生装置の構成を示すブロック図、第 7 図は従来の構成における PCM 信号とタイミング信号との関係を示す波形図である。

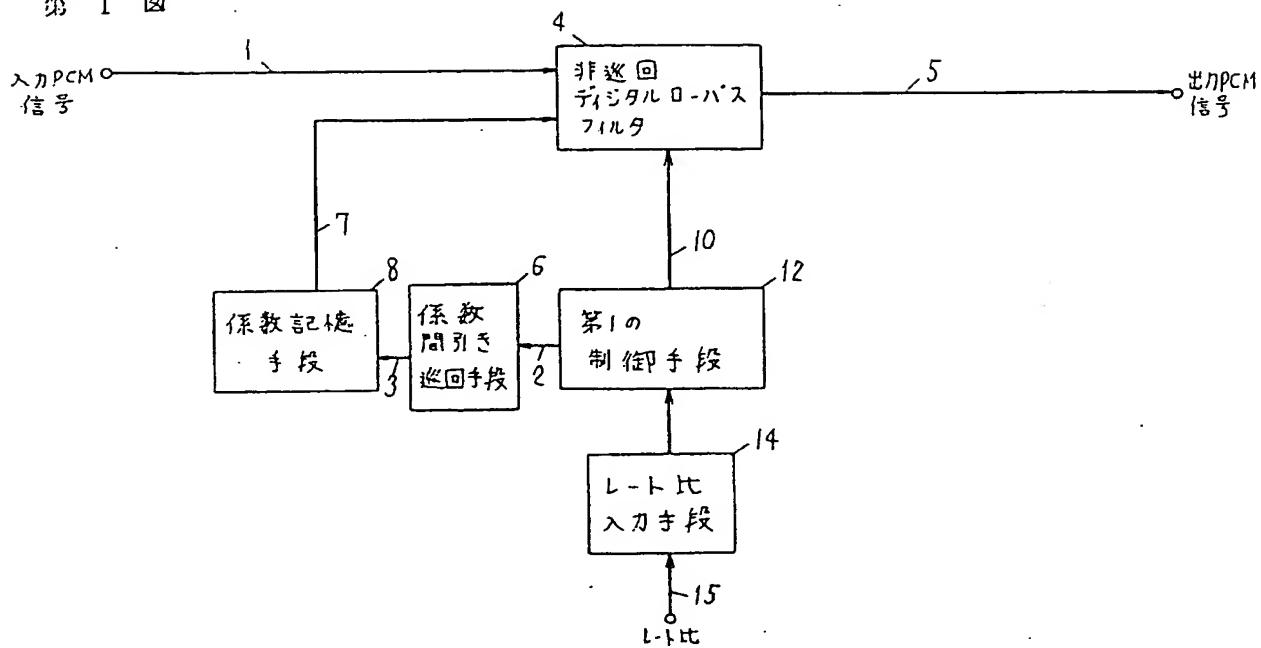
4 … 非巡回形ディジタルローパスフィルタ、

6 … 計数間引き巡回手段、 8 … 係数記憶手段、  
16 … 入力 PCM サンプル、 18 … 補間サンプル、  
20 … 割り込み制御手段、 56 … 減算手段、  
59 … 乗算手段、 60 … カウンタ、 8  
3 … ROM、 67 … 加算手段、 74 … 加算手段。

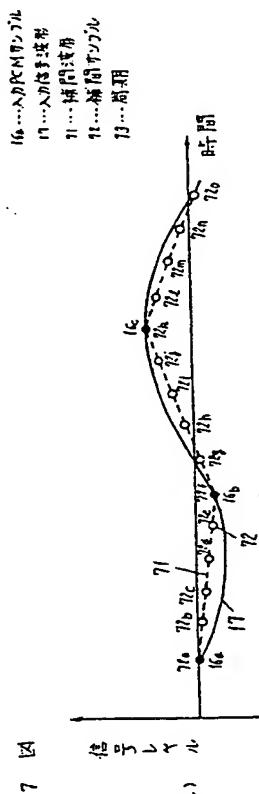
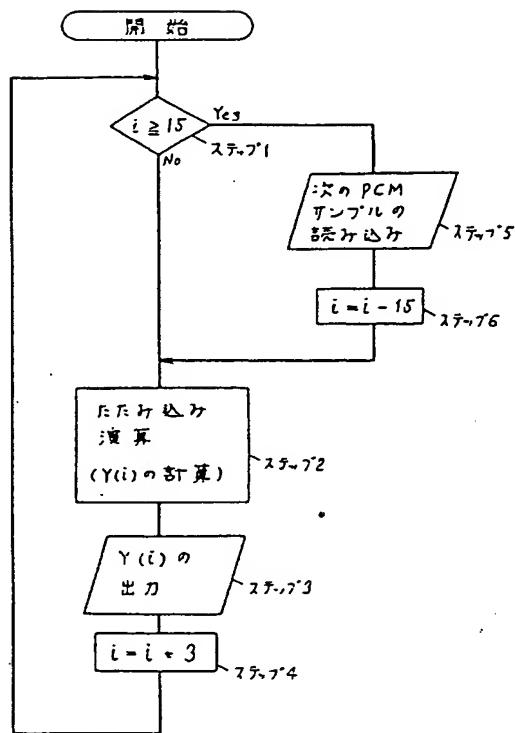
代理人の氏名 弁理士 粟野 重孝 ほか 1 名



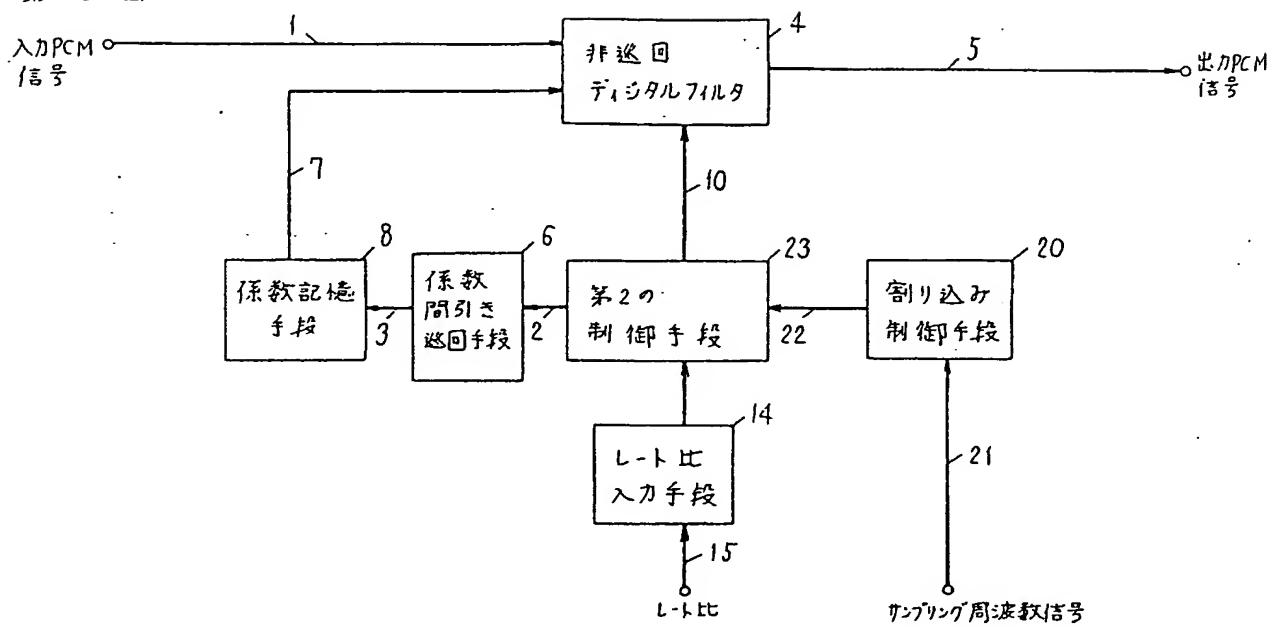
第1図



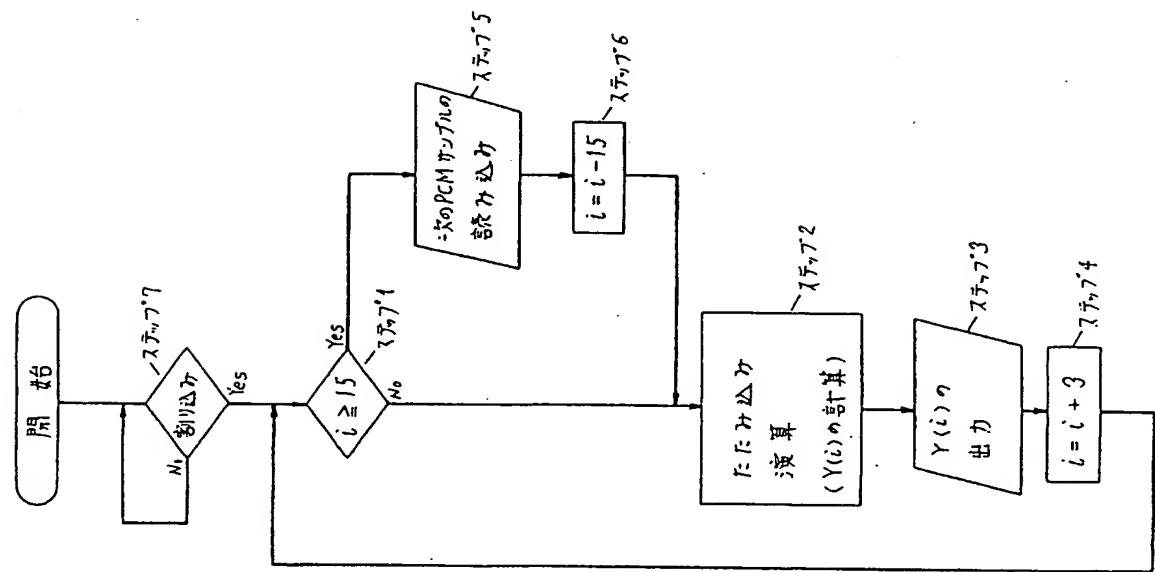
第3図



第4図



第5図



第6図

